

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2011-217575

(P2011-217575A)

(43) 公開日 平成23年10月27日(2011.10.27)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)
H02P	27/06	(2006.01)	H02P	7/63	302D	5H007
H02M	7/48	(2007.01)	H02M	7/48	E	5H505
H02P	21/00	(2006.01)	H02P	5/408	A	
H02P	27/04	(2006.01)				

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2010-85712 (P2010-85712)
 (22) 出願日 平成22年4月2日 (2010.4.2)

(71) 出願人 00006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
 (74) 代理人 100094916
 弁理士 村上 啓吾
 (74) 代理人 100073759
 弁理士 大岩 増雄
 (74) 代理人 100093562
 弁理士 児玉 俊英
 (74) 代理人 100088199
 弁理士 竹中 考生
 (72) 発明者 森 辰也
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
 菱電機株式会社内

最終頁に続く

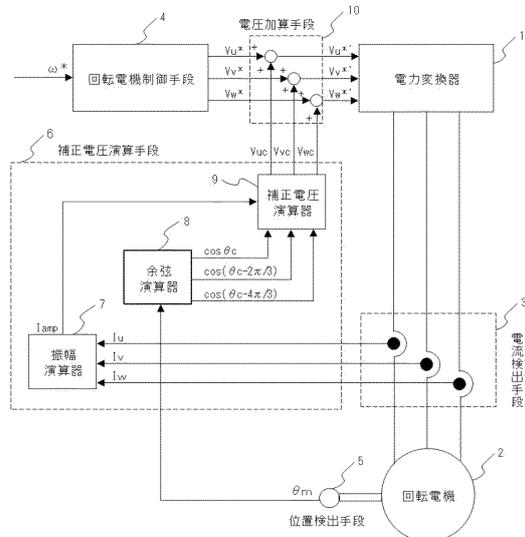
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】デッドタイムに起因する出力電圧誤差を精度良く補正し、電圧指令通りに回転電機に電力を供給することが可能な電力変換装置を提供する。

【解決手段】補正電圧演算手段6において、電流検出手段3で検出した回転電機電流に基づいて振幅演算器7で求めた電流振幅値と、位置検出手段5で検出した回転子磁極位置 θ_m に基づいて余弦演算器8で求めた三相分の余弦値とを補正電圧演算器9に入力し、補正電圧演算器9で両者を乗算して得られる三相の電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を用いて補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を算出する。そして、電圧加算手段10で補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} に加算することで、電力変換器1の出力電流の零クロス近傍におけるデッドタイムに起因する電圧誤差を補正する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

電圧指令に基づき三相電圧を出力して回転電機に供給する電力変換器を有するとともに、上記回転電機に流れる回転電機電流を検出する電流検出手段と、上記回転電機の回転子磁極位置を検出する位置検出手段と、上記回転電機を所望の状態に駆動制御するための上記電圧指令を演算する電圧指令演算手段と、上記回転電機電流と上記回転子磁極位置とに基づいて上記電圧指令を補正するための補正電圧を演算する補正電圧演算手段と、上記電圧指令演算手段で得られる電圧指令に上記補正電圧を加算して補正後の電圧指令を上記電力変換器に出力する電圧加算手段とを備え、

上記補正電圧演算手段は、上記回転電機電流から電流振幅を演算する振幅演算器と、上記回転子磁極位置から三相分の余弦値を演算する余弦演算器と、上記電流振幅および上記余弦値に基づいて上記補正電圧を演算する補正電圧演算器と、を含む電力変換装置。

10

【請求項 2】

上記余弦演算器は、上記回転子磁極位置に加えて、上記電圧指令演算手段により演算された電流指令に基づいて三相分の余弦値を演算するものである請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記余弦演算器は、上記回転子磁極位置に加えて、上記電流検出手段で検出された上記回転電機電流に基づいて三相分の余弦値を演算するものである請求項 1 に記載の電力変換装置。

20

【請求項 4】

電圧指令に基づき三相電圧を出力して誘導性負荷に供給する電力変換器を有するとともに、上記誘導性負荷に流れる負荷電流を検出する電流検出手段と、上記誘導性負荷に所望の電力を供給するための電圧指令を演算する電圧指令演算手段と、上記負荷電流と上記誘導性負荷の周波数指令とに基づいて上記電圧指令を補正するための補正電圧を演算する補正電圧演算手段と、上記電圧指令演算手段で得られる電圧指令に上記補正電圧を加算して補正後の電圧指令を上記電力変換器に出力する電圧加算手段とを備え、

上記補正電圧演算手段は、上記負荷電流から電流振幅を演算する振幅演算器と、上記誘導性負荷の周波数指令の積分値より三相分の余弦値を演算する余弦演算器と、上記電流振幅および上記余弦値に基づいて上記補正電圧を演算する補正電圧演算器と、を含む電力変換装置。

30

【請求項 5】

上記余弦演算器は、上記誘導性負荷の周波数指令の積分値に加えて、上記電圧指令演算手段により演算された電流指令に基づいて三相分の余弦値を演算するものである請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

上記余弦演算器は、上記誘導性負荷の周波数指令の積分値に加えて、上記電流検出手段で検出された上記負荷電流に基づいて三相分の余弦値を演算するものである請求項 4 に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】**【0001】**

この発明は、回転電機や誘導性負荷に交流電力を供給する電力変換装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

電力変換装置は、その主要部を構成するインバータ等の電力変換器の出力段を構成する上下アームのパワーデバイス素子が、電圧指令に基づきスイッチング動作を行って交流電圧を生成し、交流負荷に出力するが、上下アームのパワーデバイス素子の同時導通による短絡防止を目的として、上下アームのパワーデバイス素子を同時にオフ動作状態に制御する期間、いわゆるデッドタイムを設けている。

50

【 0 0 0 3 】

ところが、このデッドタイムによって、電力変換器が受ける電圧指令と、それに基づいて電力変換器が実際に負荷に出力する電圧との間に誤差が生じることが知られており、この誤差電圧は、電力変換器の出力相電流の特性と逆極性の電圧となる。

【 0 0 0 4 】

そして、このデッドタイムに起因する電圧誤差を補正するために、電流検出手段によって電力変換器の出力相電流を検出し、この検出した出力相電流の極性と同じ極性の電圧を電圧指令に加えることでデッドタイムに起因する電圧誤差を相殺し、こうして補正した電圧指令を、電力変換器に与える方法が知られている（例えば、下記の非特許文献 1）。なお、上記の電流検出手段としては、電力変換器の出力相電流を直接検出する他に、電力変換器の DC リンク電流から検出する方法も知られている（例えば、下記の非特許文献 2）。

10

【 0 0 0 5 】

しかし、出力相電流の極性が切り替わる零クロス近傍では、出力相電流の絶対値が小さいので、電流検出手段によって出力相電流の極性を正確に検出することが困難である。また、零クロス近傍では、出力相電流がチャタリングを起こすので、出力相電流の極性と同じ極性の電圧を電圧指令に加算する前記の補正方法では、電圧指令に加える補正電圧の極性誤りが発生したり、補正電圧の極性が正負交互に連続して切り替わる現象が発生したりする不具合を起こす。

【 0 0 0 6 】

そこで、従来から、出力相電流の絶対値が小さい零クロス近傍におけるデッドタイムの補正の問題点を回避するために、種々の提案がなされている（例えば、下記の特許文献 1～5 等）。

20

【 0 0 0 7 】

すなわち、特許文献 1 では、インバータ装置の出力電圧の短絡防止期間に起因する出力電圧誤差を補正するインバータ装置の出力電圧誤差補正装置を、インバータ装置の出力電流を検出する電流検出手段と、この電流検出手段にて検出された出力電流の極性を判別する電流極性判別手段と、出力電流に対し設定した閾値に対し、インバータ装置の出力電流が閾値外ならば、判別した出力電流の極性により出力電圧誤差の補正を行い、閾値内ならば電圧指令の極性により出力電圧補正を行う電圧誤差補正手段とで構成した例が開示されている。

30

【 0 0 0 8 】

また、特許文献 2 では、半導体スイッチング素子であるアームをブリッジ接続して直流を交流に変換するインバータを構成し、電圧指令信号とキャリア信号との大小関係で得られるパルス幅変調した電圧信号を前記ブリッジ接続の上側アーム素子または下側アーム素子との同時オンを防止するオン遅延時間を設けているパルス幅変調制御インバータの制御回路として、前記インバータの出力電流が正または負の所定値を超えた場合にこの出力電流の極性を判別する信号を出力する電流極性判別手段と、前記オン遅延時間が原因で当該インバータの出力電圧に誤差電圧を補償する量を演算する第 1 の補正量演算手段と、この第 1 補償量演算値の極性を前記電流極性と電圧極性とは対応させて出力する補償量分配手段と、前記電圧指令信号にこの補償量分配手段の出力値を加算した値を新たな電圧指令信号とする加算手段と、で構成した例が開示されている。

40

【 0 0 0 9 】

また、特許文献 3 では、AC モータへ流れる電流を検出する電流検出手段と、指令電流と検出電流とから偏差電流を計算する偏差電流演算手段と、前記偏差電流から指令電圧の演算を行う電流制御部と、電流極性を決める電流極性判別手段を有し、デッドタイム補償電圧を出力するデッドタイム補償電圧を加えて最終指令電圧を演算する電圧加算演算手段と、前記電圧加算演算手段により得られた最終指令電圧の情報をを用い直流電圧から交流電圧への変換を行う PWM 電力変換装置とを備えた AC モータ駆動装置において、前記デッドタイム補正手段を、指令電流から指令電流極性を判断する指令電流極性判断手段と、検

50

出電流から検出電流極性を判断する検出電流極性判断手段と、前記指令電流極性と検出電流極性から最終電流極性を判断する最終電流極性判断手段と、で構成した例が開示されている。

【0010】

また、特許文献4では、上下アーム短絡防止期間とPWMキャリア周波数と直流電圧とを用いて算出した誤差電圧によりインバータ出力電圧を補正する電圧補正手段が、インバータ出力電流の絶対値が所定値より大きいときはインバータ出力電流の極性に依りてインバータ出力電圧を補正し、インバータ出力電流の絶対値が所定値よりも小さいときはインバータ出力電圧の極性に依りてインバータ出力電圧を補正するPWM制御インバータ装置において、前記PWMキャリア周波数を設定するPWMキャリア設定手段を、誤差電圧がインバータ出力電圧よりも小さいときはPWMキャリア周波数をその値に保ち、誤差電圧がインバータ出力電圧よりも大きくなる時は誤差電圧とインバータ出力電圧との比を一定に保つようにPWMキャリア周波数を変化させるように構成した例が開示されている。

10

【0011】

さらに、特許文献5では、入力する交流電圧指令に従って交流負荷に供給する交流電力を生成する電力変換手段と、前記電力変換手段に与えるべき周波数 f の交流電圧指令を演算する電圧指令演算手段との間に、電流検出手段より検出された出力電流に基づいて電圧指令演算手段が求めた交流電圧指令を補正する補正電圧を演算し、前記補正電圧を前記電圧指令演算手段が求めた交流電圧指令に加算して前記電力変換手段に与える電圧指令補正手段を設け、前記電圧指令補正手段は、前記出力電流に対してそのゼロレベルを含む所定の電流範囲を設け、前記出力電流の値が前記電流範囲の外部から内部に入る第1の時刻に、前記第1の時刻と前記周波数 f とを用いて電流の零クロスタイミングを求め、この求めた零クロスタイミングに前記補正電圧の極性を切り替える時刻を設定する技術が開示されている。

20

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0012】

【非特許文献1】杉本、小山、玉井：ACサーボシステムの理論と設計の実際：総合電子出版社（55頁9行～57頁5行）

【非特許文献2】' ' Three - Phase Current - Waveform - Detection on PWM Inverter from DC Link Current - Steps ' ' IPEC - Yokohama ' 95 p . p . 271 - 275

30

【特許文献】

【0013】

【特許文献1】特許第2756049号公報（16頁、図11）

【特許文献2】特許第3245989号公報（12頁、図7）

【特許文献3】特許第2004-112879号公報（6頁、図2）

【特許文献4】特許第3287186号公報（8頁、図3）

【特許文献5】WO2008/053538号公報（33頁、図2）

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

しかしながら、上記の各特許文献1～4に記載の従来技術は、出力相電流の零クロスを正確に検出することが難しく、このため出力相電流の零クロスにおいて補正電圧の極性を精度良いタイミングで切り替えることができず、その極性の反転する瞬間が出力相電流の零クロス前後にずれる。その結果、出力相電流の零クロス近傍においては、電力変換器に入力する補正した電圧指令、つまり補正電圧を加算して得られる電圧指令と電力変換器からの出力電圧との間に電圧誤差が生じ、依然としてデッドタイムに起因する誤差電圧の発生を十分に補正することができない。

50

【 0 0 1 5 】

また、上記の特許文献 5 記載の従来技術は、特許文献 1 ~ 4 の課題を解決するために提案されたものではあるが、出力相電流にはノイズやリップルが含まれているので、出力相電流が電流範囲近傍の値をとるときに、出力相電流に含まれるリップル成分の影響によって、第 1 の時刻と周波数 f とを用いて求めた出力相電流の零クロスタイミングが、実際の零クロスタイミングより遅れることになり、そのため、特許文献 1 ~ 4 と同様、出力相電流が零クロス近傍において、補正電圧を加算して得られる電圧指令と電力変換手段からの出力電圧との間に依然として誤差が生じる。

【 0 0 1 6 】

特に、この電圧誤差は、電力変換器から低い周波数の交流電力を出力する場合に顕著となり、回転電機を接続した場合には、この電圧誤差によって回転ムラが大きくなって駆動性能が劣化したり、低速駆動時に回転ムラが顕著となるなどの問題がある。

10

【 0 0 1 7 】

この発明は、上記の課題を解決するためになされたものであり、電力変換器の出力相電流の零クロス近傍におけるデッドタイムに起因する電圧誤差を精度良く補正し、電力変換手段が電圧指令の通りに交流電力を精度良く出力することができる電力変換装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 8 】

第 1 の発明は、電圧指令に基づき三相電圧を出力して回転電機に供給する電力変換器を有するとともに、上記回転電機に流れる回転電機電流を検出する電流検出手段と、上記回転電機の回転子磁極位置を検出する位置検出手段と、上記回転電機を所望の状態に駆動制御するための上記電圧指令を演算する電圧指令演算手段と、上記回転電機電流と上記回転子磁極位置とに基づいて上記電圧指令を補正するための補正電圧を演算する補正電圧演算手段と、上記電圧指令演算手段で得られる電圧指令に上記補正電圧を加算して補正後の電圧指令を上記電力変換器に出力する電圧加算手段とを備え、上記補正電圧演算手段は、上記回転電機電流から電流振幅を演算する振幅演算器と、上記回転子磁極位置から三相分の余弦値を演算する余弦演算器と、上記電流振幅および上記余弦値に基づいて補正電圧を演算する補正電圧演算器と、を含むものである。

20

【 0 0 1 9 】

第 2 の発明は、電圧指令に基づき三相電圧を出力して誘導性負荷に供給する電力変換器を有するとともに、上記誘導性負荷に流れる負荷電流を検出する電流検出手段と、上記誘導性負荷に所望の電力を供給するための電圧指令を演算する電圧指令演算手段と、上記負荷電流と上記誘導性負荷の周波数指令とに基づいて上記電圧指令を補正するための補正電圧を演算する補正電圧演算手段と、上記電圧指令演算手段で得られる電圧指令に上記補正電圧を加算して補正後の電圧指令を上記電力変換器に出力する電圧加算手段とを備え、上記補正電圧演算手段は、上記負荷電流から電流振幅を演算する振幅演算器と、上記誘導性負荷の周波数指令の積分値より三相分の余弦値を演算する余弦演算器と、上記電流振幅および上記余弦値に基づいて補正電圧を演算する補正電圧演算器と、を含むものである。

30

【発明の効果】

40

【 0 0 2 0 】

この発明によれば、補正電圧演算手段において、余弦演算器により求めたノイズやリップルを含まない三相分の余弦値と、振幅演算器により求めた電流振幅値とを乗算して得られる三相の電流推定値を用いて補正電圧を算出し、電圧加算手段でこの補正電圧を電圧指令に加算するので、電力変換器の出力相電流の零クロス近傍におけるデッドタイムに起因する電圧誤差を精度良く補正することができる。その結果、電力変換器は電圧指令の通りに交流電力を出力することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 1 】

【図 1】この発明の実施の形態 1 における電力変換装置のシステム構成図である。

50

- 【図 2】同装置の補正電圧演算器の詳細を示す回路構成図である。
- 【図 3】電流検出手段で検出される一相分の回転電機電流 I_u と、図 2 の補正電圧演算器で得られる一相分の電流推定値 I_{uc} とを比較して示す波形図である。
- 【図 4】この発明の実施の形態 2 における電力変換装置のシステム構成図である。
- 【図 5】同装置の余弦演算器の詳細を示す回路構成図である。
- 【図 6】同装置の余弦演算器の変形例を示す回路構成図である。
- 【図 7】同装置の余弦演算器の他の変形例を示す回路構成図である。
- 【図 8】この発明の実施の形態 3 における電力変換装置のシステム構成図である。
- 【図 9】同装置の余弦演算器の詳細を示す回路構成図である。
- 【図 10】同装置の余弦演算器の変形例を示す回路構成図である。
- 【図 11】この発明の実施の形態 4 における電力変換装置のシステム構成図である。
- 【図 12】この発明の実施の形態 5 における電力変換装置のシステム構成図である。
- 【図 13】同装置の余弦演算器の詳細を示す回路構成図である。
- 【図 14】同装置の余弦演算器の変形例を示す回路構成図である。
- 【図 15】同装置の余弦演算器の他の変形例を示す回路構成図である。
- 【図 16】この発明の実施の形態 6 における電力変換装置のシステム構成図である。
- 【図 17】同装置の余弦演算器の詳細を示す回路構成図である。
- 【図 18】同装置の余弦演算器の変形例を示す回路構成図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0022】

20

実施の形態 1 .

図 1 は、この発明の実施の形態 1 における電力変換装置のシステム構成図である。

【0023】

この実施の形態 1 の電力変換装置は、三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて三相交流電圧を生成してこれを回転電機 2 に供給するインバータ等からなる電力変換器 1 を備える。すなわち、この電力変換器 1 は、図示しない上下アームのパワーデバイス素子が、後述の電圧加算手段 10 から入力される三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいてスイッチング動作を行うことで三相交流電圧を生成し、これを回転電機 2 へ出力する。この場合、電力変換器 1 に与えられる各電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、上下アームのパワーデバイス素子の同時導通による短絡防止を目的として、上下アームのパワーデバイス素子を同時にオフ状態に制御するデッドタイム電圧指令を含んでいる。

30

【0024】

回転電機制御手段 4 は、回転電機 2 を所望の状態に駆動制御するための三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を演算するもので、特許請求の範囲の電圧指令演算手段に対応している。

【0025】

ここで、回転電機 2 を所望の状態に駆動制御するとは、回転電機 2 の回転子位置指令 θ^* 、回転電機 2 の速度指令 ω^* 、回転電機 2 の周波数指令 f^* 、回転電機 2 のトルク指令 T^* 、回転電機 2 の電流指令 I^* など、回転電機 2 を所望の状態に駆動制御すべく入力される信号の全てを指す。なお、回転電機 2 が誘導機の場合には、電力変換器 1 から出力される交流電力の周波数と、前記誘導機の回転周波数とは、すべり周波数の分だけ差異が生じる。公知の技術を用いてすべり周波数を算出し、そのすべり周波数を回転周波数に加えて電力変換器 1 から出力される交流電力の周波数を求め、それを周波数指令 f^* としてもよい。

40

【0026】

電圧加算手段 10 は、回転電機制御手段 4 から出力される回転電機駆動用の三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対して、後述の補正電圧演算手段 6 から与えられる三相分の補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} をそれぞれ加算して、電力変換器 1 に電圧指令 $V_u^{*'}$ 、 $V_v^{*'}$ 、 $V_w^{*'}$ として出力するものである。

50

【0027】

電流検出手段3は、本例では、電力変換器1からの三相分の出力相電流である回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w の全てを直接検出するように三相出力線の全てに配置されている。しかし、このように、三相分の回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w の全てを検出しなくても、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の関係があるので、三相の内の二相出力線に電流検出手段3を配置して二相分の回転電機電流を検出し、残り一相の回転電機電流を演算で求めるようにしてもよい。

【0028】

また、電流検出手段3は、本例の場合、各相の回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を直接検出しているが、その他に、例えば前述の非特許文献2に紹介されているように、電力変換器1のDCリンク電流から回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を検出する方法を用いてもよい。さらに、この発明を実施する際に後述の補正電圧演算手段6が必要な電流情報としては、電流検出手段3で直接に検出される回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に限らず、回転電機制御手段4の構成法との関連で、例えば、次のような電流情報を用いてもよい。

10

【0029】

すなわち、回転電機制御手段4は、電流検出手段3が求めた三相の回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w と、電力変換器1から出力したい電流指令 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* との偏差に基づいて三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を演算する場合があるが、そのような構成を採る場合には、電流検出手段3で直接に検出される回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に代えて、電流指令 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* を補正電圧演算手段6が必要な電流情報として利用することができる。

20

【0030】

また、回転電機制御手段4は、内部に磁束オブザーバを構成し、推定した回転電機内部の磁束と回転電機2の定数とを用いて換算した回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を演算する場合があるが、そのような構成を採る場合にも、電流検出手段3で直接に検出される回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に代えて、演算で求めた回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を補正電圧演算手段6が必要な電流情報として利用することができる。

【0031】

以上説明した各種の方法で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w や電流指令 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* は、電力変換器1が回転電機2に供給する交流電力の電流成分を示す情報であり、これらは全てこの発明で言う電流検出手段3で検出される回転電機電流に含まれる。ただし、ここでは、発明の理解を容易にするため、図1に示す構成に従って、電流検出手段3が直接に検出した三相の回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を補正電圧演算手段6に与えるものとして説明する。

30

【0032】

位置検出手段5は、本例の場合、回転電機2の回転子磁極位置 m を直接に検出するものである。しかし、この発明を実施する際に補正電圧演算手段6が必要な回転子磁極位置情報としては、このように位置検出手段5で直接に検出する場合に限らず、例えば、「金原：回転座標上の適応オブザーバを用いたPM電動機の位置センサレス制御：電学論D MAY 2003 Volume 123 - D」に記載されているように、回転電機2に供給する電圧、回転電機電流および回転電機2の定数を用いて回転子磁極位置を推定する方式によって求められた回転子磁極位置を用いてもよい。同様に、例えば、WO 2009/040965号公報に記載されているように、電力変換器1の回転電機電流に高周波成分を重畳し、その成分を抽出、演算することによって求められた回転子磁極位置を用いてもよい。ただし、ここでは、発明の理解を容易にするため、図1に示す構成に従って、位置検出手段5が直接検出した回転電機2の回転子磁極位置 m を補正電圧演算手段6に与えるものとして説明する。

40

【0033】

補正電圧演算手段6は、前述の回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w および回転子磁極位置

50

mに基づいて、回転電機制御手段4から出力される電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対するデッドタイム誤差補正用の補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を生成するものである。これにより、電力変換器1を構成する上下アームのパワーデバイス素子の同時導通による短絡防止を目的として設定されるデッドタイムに起因する回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w の零クロス近傍における電圧誤差を精度良く低減することができる。

【0034】

ここで、補正電圧演算手段6は、振幅演算器7、余弦演算器8、および補正電圧演算器9からなる。

【0035】

振幅演算器7は、電流検出手段3で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に基づいて次式(1)からその電流振幅値 I_{amp} を演算する。

10

【0036】

$$I_{amp} = \{ (2/3) \cdot (I_u^2 + I_v^2 + I_w^2) \} \quad (1)$$

【0037】

ただし、上記の式(1)の他に、回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を静止座標直交二軸電流に変換したもの、または回転座標直交二軸電流に変換したものをを用いるなど、三相電流の振幅値が求まる演算ならばどのような演算手段であってもよい。

【0038】

次に、余弦演算器8は、回転電機2の回転子磁極位置 m の情報を用いて、電流ベクトルの位相角 c を次式(2)より求める。

20

【0039】

$$c = m + \quad (2)$$

ただし、 θ は定数であり、回転子磁極位置 m が機械角の場合は、 m を回転電機2の極対数倍して電気角に直して演算を行う。

【0040】

続いて、式(2)で求めた電流ベクトルの位相角 c から三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ を演算する。ここで、余弦値と正弦値には、次式(3)の関係があるので、各余弦値の代わりに正弦値を演算してもよい。

【0041】

$$\sin(c + \pi/2) = \cos c \quad (3)$$

30

【0042】

補正電圧演算器9は、振幅演算器7より求めた回転電機電流の電流振幅値 I_{amp} 、および余弦演算器8より求めた各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ を共に入力し、これらに基づいて補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を求めて出力するもので、図2に示すように、各相に対応して3つの乗算器91、92、93と、3つの補正電圧発生器97、98、99とからなる。

【0043】

ここに、各乗算器91、92、93は、振幅演算器7で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w の電流振幅値 I_{amp} を共通に入力するとともに、余弦演算器8で得られる三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ を個別に入力して、各相の電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めるものである。また、各補正電圧発生器97、98、99は、入力される各電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} に対する補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} が予めテーブル化するなどして記憶されており、各相の電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} が入力されると、これに対応した補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を出力する。

40

【0044】

すなわち、乗算器91に $\cos c$ と I_{amp} とを入力して I_{uc} を求め、次いで、この求めた I_{uc} を補正電圧発生器97に入力してU相の補正電圧 V_{uc} を求める。同様に、乗算器92に $\cos(c - 2/3)$ と I_{amp} とを入力して I_{vc} を求め、次いで

50

、この求めた I_{vc} を補正電圧発生器 98 に入力して V 相の補正電圧 V_{vc} を求める。同様に、乗算器 93 に $\cos(\theta_c - 4\pi/3)$ と I_{amp} とを入力して I_{wc} を求め、次いで、この求めた I_{wc} を補正電圧発生器 99 に入力して W 相の補正電圧 V_{wc} を求める。この場合に得られる各補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} は、電流検出手段 3 で検出される回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w と同じ極性となっている。

【0045】

次に、各相の電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} に基づいて、補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を算出することによる効果について説明する。

【0046】

各乗算器 91、92、93 から出力される各相の電流推定値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} は、位置検出手段 5 で検出される回転子磁極位置 θ_m の情報を含むので電流検出手段 3 で検出される回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w と同期している。一方、電流振幅値 I_{amp} は、前述の式 (1) ように、電流検出手段 3 で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に基づいて生成されるものであるため、リップルやノイズ成分を含んでいる。ただし、電流振幅値 I_{amp} に含まれるノイズやリップル成分をフィルタを通して除かないようにすることで、負荷変動に伴う補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} の算出時の追従性が高められる。

10

【0047】

いま、回転電機電流の電流振幅値 I_{amp} を、直流成分 I_a とノイズやリップル成分 I_{ripple} とに分離するとすれば、例えば U 相の電流推定値 I_{uc} は、次式 (4) のように変形することができる。

20

【0048】

$$\begin{aligned} I_{uc} &= I_{amp} \cdot \cos \theta_c \\ &= (I_a + I_{ripple}) \cdot \cos \theta_c \\ &= I_a \cdot \cos \theta_c + I_{ripple} \cdot \cos \theta_c \end{aligned} \quad (4)$$

【0049】

ここで、直流成分 I_a は零でない ($I_a \neq 0$) とすると、 I_{uc} の基本波成分 $I_a \cdot \cos \theta_c$ の項が零近傍の値をとるとき、 $\cos \theta_c$ は零近傍の値をとる。よって、上記の式 (4) のリップル成分を含む第 2 項においても $\cos \theta_c$ が含まれているため、その項も零近傍の値をとる。よって、電流推定値 I_{uc} が零近傍の値をとるとき、 $I_{ripple} \cdot \cos \theta_c$ は零近傍の値となり、零クロス近傍における I_{ripple} の影響が激減する。

30

【0050】

図 3 (a) に電流検出手段 3 で検出される U 相の回転電機電流 I_u の波形を、図 3 (b) に補正電圧演算器 9 の乗算器 91 で得られる U 相の電流推定値 I_{uc} の波形を、それぞれ比較して示す。図 3 から明らかなように、回転電機電流 I_u の波形 (同図 (a)) よりも電流推定値 I_{uc} の波形 (同図 (b)) の方が零クロス近傍においてリップルやノイズ成分が激減していることが確認できる。

【0051】

したがって、補正電圧演算器 9 でこの電流推定値 I_{uc} に基づいて得られる補正電圧 V_{uc} も零クロス近傍における I_{ripple} の影響が解消されており、かつ、この補正電圧 V_{uc} は、電流検出手段 3 で検出される回転電機電流 I_u と同じ極性となっている。このため、こうして得られた補正電圧 V_{uc} を電圧指令 V_u^* に加算することにより、デッドタイムに起因する回転電機電流 I_u の零クロス近傍における電圧誤差を精度良く低減することができる。なお、ここでは、一例として U 相の電流推定値 I_{uc} に着目して補正電圧 V_{uc} を求める場合について説明したが、他の V 相、W 相についても同様である。

40

【0052】

以上のように、この実施の形態 1 では、補正電圧演算手段 6 の補正電圧演算器 9 において、余弦演算器 8 で求めた回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w に同期したリップルやノイズ成分を含まない各余弦値 $\cos \theta_c$ 、 $\cos(\theta_c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(\theta_c - 4\pi/3)$ と、振幅演算器 7 で求めた電流振幅値 I_{amp} とを用いて、各相の補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を算出する。

50

v_c 、 V_{wc} を求める演算を行い、こうして得られた補正電圧 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を電圧加算手段10で電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に加算するので、回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w の零クロス近傍におけるデッドタイムに起因する電圧誤差を精度良く補正することができる。その結果、電力変換器1は電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の通りに交流電力を回転電機2の出力することができるため、回転電機2の回転ムラやトルクリップルを低減することが可能となる。

【0053】

実施の形態2.

図4は、この発明の実施の形態2における電力変換装置のシステム構成図であり、図1に示した実施の形態1と同一機能を有するものには同一符号を付して、ここではその説明を省略する。

10

【0054】

上記の実施の形態1では、前述の(2)式における $\cos c$ を定数としている。これは、回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* のいずれか一方が零であることを前提としている。これに対して、この実施の形態2では、(2)式における $\cos c$ が回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* に応じて変動する場合を想定し、これに対処して三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c - 4\pi/3)$ が得られるようにしたものである。

【0055】

したがって、この実施の形態2の特徴は、補正電圧演算手段6における余弦演算器8の構成が実施の形態1の場合と異なっており、回転電機制御手段4から与えられる回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、位置検出手段5で得られる回転子磁極位置 θ_m とを用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c - 4\pi/3)$ をそれぞれ演算するように構成されていることである。

20

【0056】

図5は、この実施の形態2の余弦演算器8の詳細を示す回路構成図である。

この余弦演算器8は、位相演算器A1で回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* から回転座標軸基準の位相角 c' を求め、それを次段の加算器84で回転子磁極位置 θ_m と加算することで電流ベクトルの位相角 c を求める。次いで、この位相角 c を余弦演算器87へ、また減算器85で求めた $c - 2\pi/3$ を余弦演算器88へ、さらに加算器86で求めた $c + 2\pi/3$ を余弦演算器89へそれぞれ入力することで、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c + 2\pi/3)$ をそれぞれ演算する。

30

【0057】

ただし、回転電機2の磁極位置 θ_m が機械角の場合、それを回転電機2の極対数倍して演算に利用する。また、余弦値と正弦値には、前述の式(3)の関係があるので、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c + 2\pi/3)$ の代わりに正弦値を演算してもよい。

【0058】

なお、余弦演算器8としては、図5に示した構成のものに限らず、例えば、図6に示すように、回転電機制御手段4から静止座標直交二軸電流指令 I_u^* 、 I_v^* を入力することにより位相演算器A2で電流ベクトルの位相角 c を求めたり、あるいは、図7に示すように、回転電機制御手段4から三相分の電流指令 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* を入力して座標変換器B1と位相演算器A2とを組み合わせることによって電流ベクトルの位相角 c を求めることが可能である。

40

【0059】

以上のように、この実施の形態2では、補正電圧演算手段6の余弦演算器8が、回転電機制御手段4から与えられる回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、位置検出手段5で得られる回転子磁極位置 θ_m とを用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c - 4\pi/3)$ をそれぞれ演算するように構成されているので、実施の形態1の効果に加えて、回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* の両方を変化さ

50

せる場合にも適用することが可能となる。

その他の構成、および作用効果は実施の形態 1 と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0060】

実施の形態 3 .

図 8 は、この発明の実施の形態 3 における電力変換装置のシステム構成図であり、図 1 に示した実施の形態 1 と同一機能を有するものには同一符号を付して、ここではその説明を省略する。

【0061】

この実施の形態 3 の特徴は、補正電圧演算手段 6 の余弦演算器 8 が、電流検出手段 3 で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w 、および位置検出手段 5 で得られる回転子磁極位置 m を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ をそれぞれ演算するように構成されていることである。

【0062】

図 9 は、この実施の形態 3 の余弦演算器 8 の詳細を示す回路構成図である。

この余弦演算器 8 は、座標変換器 B 2 により、回転電機 2 の磁極位置 m および回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を演算する。次いで、これらの回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q をそれぞれ低域通過フィルタ 8 2、8 3 に入力して、ノイズやリップル成分が取り除かれた回転座標直交二軸電流 I_{df} 、 I_{qf} を求める。続いて、こうして得られた回転座標直交二軸電流 I_{df} 、 I_{qf} を座標変換器 B 3 に入力して、静止座標直交二軸電流 I_f 、 I_f を求める。引き続き、これらの静止座標直交二軸電流 I_f 、 I_f を位相演算器 A 2 に入力し、電流ベクトルの位相角 c を求める。そして、位相角 c を余弦演算器 8 7 へ、また減算器 8 5 で求めた $c - 2/3$ を余弦演算器 8 8 へ、さらに加算器 8 6 で求めた $c + 2/3$ を余弦演算器 8 9 へそれぞれ入力することで、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c + 2/3)$ をそれぞれ演算する。

【0063】

ただし、回転電機 2 の磁極位置 m が機械角の場合、それを回転電機 2 の極対数倍して演算に利用する。また、余弦値と正弦値には、式 (3) の関係があるので、各余弦値の代わりに正弦値を演算してもよい。

【0064】

なお、余弦演算器 8 としては、図 9 に示した構成に限らず、例えば図 10 に示す構成を採用することもできる。すなわち、図 10 に示す余弦演算器 8 は、座標変換器 B 2 により、回転電機 2 の磁極位置 m および回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を演算する。次いで、これらの回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅演算器 7 9 へ入力することにより電流振幅値を演算する。続いて、各除算器 8 0、8 1 で回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅値で除算し、その結果をそれぞれ低域通過フィルタ LPF 8 2、8 3 に入力して回転座標直交二軸電流 I_{df}' 、 I_{qf}' を求める。次に、それらを座標変換器 B 4 へ入力することにより各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ を演算する。

【0065】

なお、図 10 の構成では、座標変換器 B 2 で得られる回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅値で除算したが、これに限らず、例えば入力した回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を電流振幅値で除算した後に、座標変換器 B 2 に入力するようにしてもよい。

【0066】

以上のように、この実施の形態 3 では、補正電圧演算手段 6 の余弦演算器 8 が、電流検出手段 3 で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w 、および位置検出手段 5 で得られる回転子磁極位置 m を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ をそれぞれ演算するので、実際の各検出値 I_u 、 I_v 、 I_w 、 m に基づくフィードバック制御となり、実施の形態 1、2 の場合よりも一層精度の高い電

10

20

30

40

50

圧誤差補正を行うことが可能となる。

その他の構成、および作用効果は実施の形態 1 と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0067】

実施の形態 4 .

図 1 1 は、この発明の実施の形態 4 における電力変換装置のシステム構成図であり、図 1 に示した実施の形態 1 と同一機能を有するものには同一符号を付して、ここではその説明を省略する。

【0068】

この実施の形態 4 の特徴は、実施の形態 1 ~ 3 のような回転電機 2 の回転子磁極位置 m を検出する位置検出手段 5 が省略されている。また、補正電圧演算手段 6 には、回転電機 2 の速度指令 ω^* を積分する積分器 1 1 が設けられるとともに、余弦演算器 8 が、積分器 1 1 で得られる積分値 θ^* を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ をそれぞれ演算するように構成されていることである。

10

【0069】

次に、補正電圧演算手段 6 を構成する余弦演算器 8 の動作について説明する。

まず、積分器 1 1 により演算された回転電機 2 の速度指令 ω^* の積分値 θ^* を用いて、電流ベクトルの位相角 c を次式 (5) より求める。

【0070】

$$c = \theta^* + \dots \quad (5)$$

20

ただし、 θ^* は定数であり、積分値 θ^* が機械角の場合は、 θ^* を回転電機 2 の極対数倍して電気角に直して演算を行う。

【0071】

次に、上記の式 (5) で求めた位相角 c より各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ を演算する。なお、余弦値と正弦値には、前述の式 (3) の関係があるので、各余弦値の代わりに正弦値を演算してもよい。

その他の構成、および作用効果は実施の形態 1 と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0072】

30

以上のように、この実施の形態 4 では、位置検出手段 5 が省略された場合でも、回転電機 2 の速度指令 ω^* を積分する積分器 1 1 を設けるとともに、積分器 1 1 で演算された回転電機 2 の速度指令の積分値 θ^* を用いることで、余弦演算器 8 において各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ をそれぞれ演算することができるので、位置検出手段 5 を設ける場合よりもコストダウンを図ることが可能となる。

その他の構成、および作用効果は実施の形態 1 と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0073】

実施の形態 5 .

図 1 2 は、この発明の実施の形態 5 における電力変換装置のシステム構成図であり、図 1 に示した実施の形態 1 と同一機能を有するものには同一符号を付して、ここではその説明を省略する。

40

【0074】

この実施の形態 5 の特徴は、実施の形態 4 と同様、実施の形態 1 ~ 3 のような回転電機 2 の回転子磁極位置 m を検出する位置検出手段 5 が省略され、また、補正電圧演算手段 6 には、回転電機 2 の速度指令 ω^* を積分する積分器 1 1 が設けられている。さらに、余弦演算器 8 が、積分器 1 1 で得られる積分値 θ^* 、および回転電機制御手段 4 から与えられる回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2/3)$ 、 $\cos(c - 4/3)$ をそれぞれ演算するように構成されていることである。

50

【0075】

図13は、余弦演算器8の構成を示すブロックである。

この余弦演算器8は、位相演算器A1で回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* から回転座標軸基準の位相角 c' を求め、次段の加算器84で位相角 c' と積分器11で演算された回転電機2の速度指令 ω の積分值 θ と加算することで電流ベクトルの位相角 c を求める。次いで、この位相角 c を余弦演算器87へ、また減算器85で求めた $c - 2\pi/3$ を余弦演算器88へ、さらに加算器86で求めた $c + 2\pi/3$ を余弦演算器89へそれぞれ入力することで、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c + 2\pi/3)$ をそれぞれ演算する。

【0076】

ただし、速度指令 ω の積分值 θ が機械角の場合、それを回転電機2の極対数倍して演算に利用する。また、余弦値と正弦値には、前述の式(3)の関係があるので、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c + 2\pi/3)$ の代わりに正弦値を演算してもよい。

【0077】

なお、余弦演算器8としては、図13に示した構成のものに限らず、例えば、図14に示すように、回転電機制御手段4から静止座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* を入力することにより位相演算器A2で電流ベクトルの位相角 c を求めたり、あるいは、図15に示すように、回転電機制御手段4から三相分の電流指令 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* を入力して座標変換器B1と位相演算器A2とを組み合わせることによって電流ベクトルの位相角 c を求めることが可能である。

【0078】

以上のように、この実施の形態5では、補正電圧演算手段6の余弦演算器8が、積分器11で得られる積分值 θ 、および回転電機制御手段4から与えられる回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c - 4\pi/3)$ をそれぞれ演算するように構成されているので、実施の形態4の効果に加えて、電流指令の回転座標直交二軸電流指令 I_d^* 、 I_q^* の両方を変化させる場合にも適用することが可能となる。

その他の構成、および作用効果は実施の形態4と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0079】

実施の形態6

図16は、この発明の実施の形態6における電力変換装置のシステム構成図であり、図1に示した実施の形態1と同一機能を有するものには同一符号を付して、ここではその説明を省略する。

【0080】

この実施の形態6の特徴は、実施の形態4と同様、実施の形態1～3のような回転電機2の回転子磁極位置 θ_m を検出する位置検出手段5が省略され、また、補正電圧演算手段6には、回転電機2の速度指令 ω を積分する積分器11が設けられている。さらに、余弦演算器8が、積分器11で得られる積分值 θ 、および電流検出手段3で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2\pi/3)$ 、 $\cos(c - 4\pi/3)$ をそれぞれ演算するように構成されていることである。

【0081】

図17は、この実施の形態6の余弦演算器8の詳細を示す回路構成図である。

この余弦演算器8は、座標変換器B2により、速度指令 ω の積分值 θ および回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を演算する。次いで、これらの回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q をそれぞれ低域通過フィルタ82、83に入力して、ノイズやリップル成分が取り除かれた回転座標直交二軸電流 I_{df} 、 I_{qf} を求める。続いて、こうして得られた回転座標直交二軸電流 I_{df} 、 I_{qf} を座標変換器B3に入力して、静止座標直交二軸電流 I_f 、 I_f を求める。引き続き、これらの静止座

10

20

30

40

50

標直交二軸電流 I_f 、 I_f を位相演算器 A 2 に入力し、電流ベクトルの位相角 c を求める。そして、位相角 c を余弦演算器 8 7 へ、また減算器 8 5 で求めた $c - 2 / 3$ を余弦演算器 8 8 へ、さらに加算器 8 6 で求めた $c + 2 / 3$ を余弦演算器 8 9 へそれぞれ入力することで、各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2 / 3)$ 、 $\cos(c + 2 / 3)$ をそれぞれ演算する。

【0082】

ただし、速度指令 $*$ の積分値 $*$ が機械角の場合、それを回転電機 2 の極対数倍して演算に利用する。また、余弦値と正弦値には、式 (3) の関係があるので、各余弦値の代わりに正弦値を演算してもよい。

【0083】

なお、余弦演算器 8 としては、図 1 7 に示した構成に限らず、例えば図 1 8 に示す構成を採用することもできる。すなわち、図 1 8 に示す余弦演算器 8 は、座標変換器 B 2 により、速度指令 $*$ の積分値 $*$ および回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を用いて回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を演算する。次いで、これらの回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅演算器 7 9 へ入力することにより電流振幅値を演算する。続いて、各除算器 8 0、8 1 で回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅値で除算し、その結果をそれぞれ低域通過フィルタ LPF 8 2、8 3 に入力して回転座標直交二軸電流 I_{df}' 、 I_{dq}' を求める。次に、それらを座標変換器 B 4 へ入力することにより各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2 / 3)$ 、 $\cos(c - 4 / 3)$ を演算する。

【0084】

なお、図 1 8 の構成では、座標変換器 B 2 で得られる回転座標直交二軸電流 I_d 、 I_q を電流振幅値で除算したが、これに限らず、例えば入力した回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w を電流振幅値で除算した後に、座標変換器 B 2 に入力するようにしてもよい。

【0085】

以上のように、この実施の形態 6 では、補正電圧演算手段 6 の余弦演算器 8 が、電流検出手段 3 で得られる回転電機電流 I_u 、 I_v 、 I_w 、および積分器 1 1 で得られる速度指令 $*$ の積分値 $*$ を用いて三相分の各余弦値 $\cos c$ 、 $\cos(c - 2 / 3)$ 、 $\cos(c - 4 / 3)$ をそれぞれ演算するので、実際の各検出値 I_u 、 I_v 、 I_w に基づくフィードバック制御となり、実施の形態 4、5 の場合よりも一層精度の高い電圧誤差補正を行うことが可能となる。

その他の構成、および作用効果は実施の形態 4 と同様であるから、ここでは詳しい説明は省略する。

【0086】

上記の実施の形態 4 ~ 6 では、電力変換器 1 から回転電機 2 に交流電力が供給されることを前提として説明したが、これらの各実施の形態 4 ~ 6 の構成は、実施の形態 1 ~ 3 のような回転電機 2 の回転子磁極位置 m を直接に検出する位置検出手段 5 が不要であるため、電力変換器 1 に誘導性負荷 (例えば、変圧器、照明、IHクッキングヒータ) を接続した場合も適用することが可能である。

【0087】

すなわち、電力変換器 1 に回転電機 2 に代えて誘導性負荷を接続する場合、実施の形態 4 ~ 6 の構成に対して、積分器 1 1 に与えられる回転電機の速度指令 $*$ を周波数指令 f^* に変更し、回転電機制御手段 4 は、周波数指令 f^* に基づいて誘導性負荷を所望の状態に駆動制御するための三相分の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を演算する負荷制御手段 (特許請求の範囲の電圧指令演算手段に相当) として構成する。また、電流検出手段 3 は、誘導性負荷に流れる電流を負荷電流として検出する。電圧加算手段 1 0 および補正電圧演算手段 6 の構成は、実施の形態 4 ~ 6 の場合と同様の構成とする。このようにすることにより、電力変換器 1 に誘導性負荷が接続された場合でも実現することが可能となる。

【符号の説明】

【0088】

1 電力変換器、2 回転電機 (誘導性負荷)、3 電流検出手段、

10

20

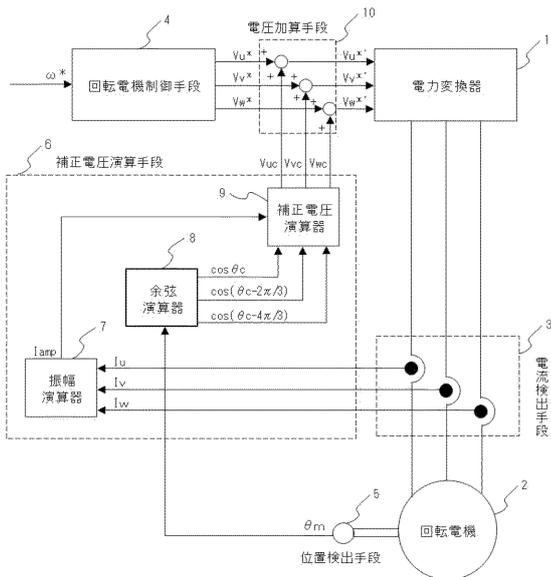
30

40

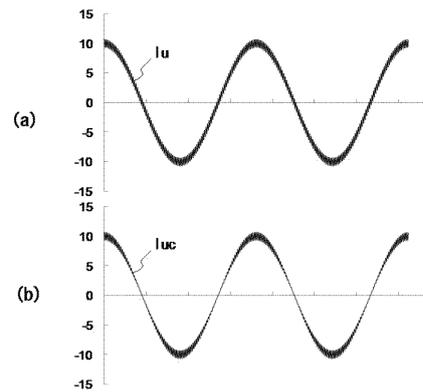
50

- 4 回轉電機制御手段（電圧指令演算手段）、5 位置検出手段、
- 6 補正電圧演算手段、7 振幅演算器、8 余弦演算器、9 補正電圧演算器、
- 10 電圧加算手段、11 積分器。

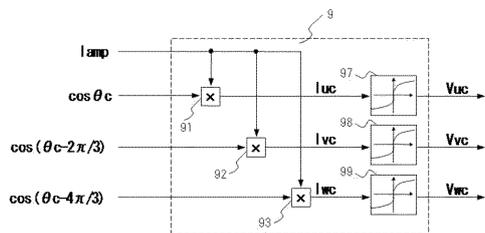
【図1】



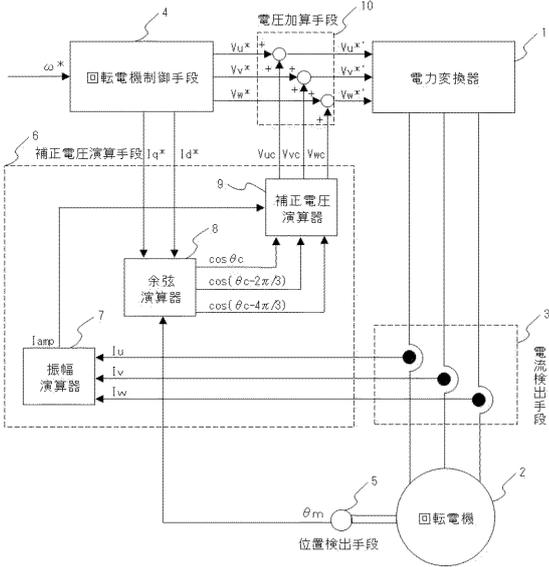
【図3】



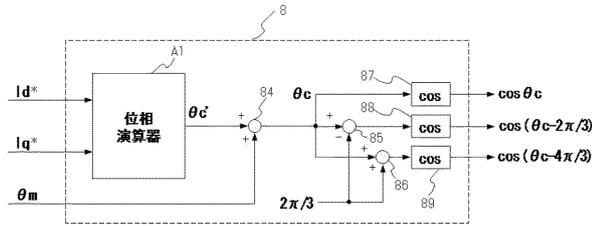
【図2】



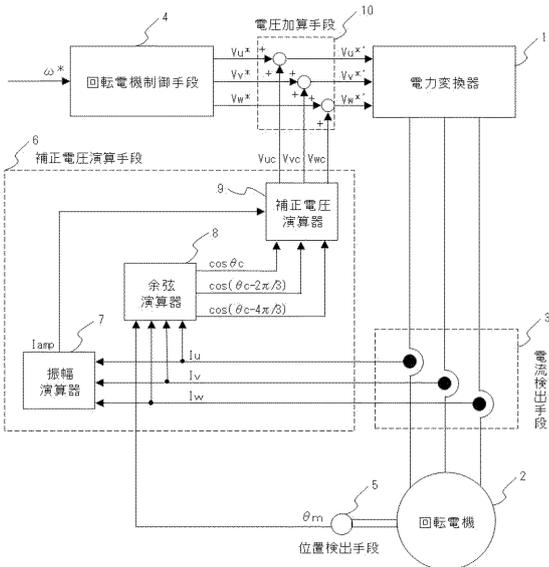
【図4】



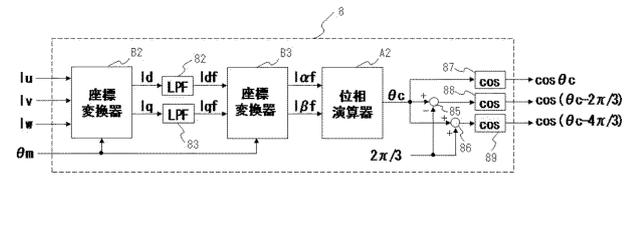
【図5】



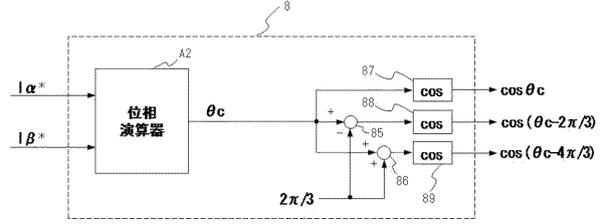
【図8】



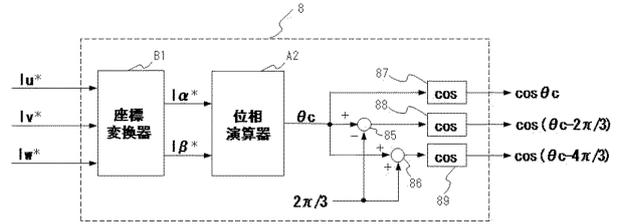
【図9】



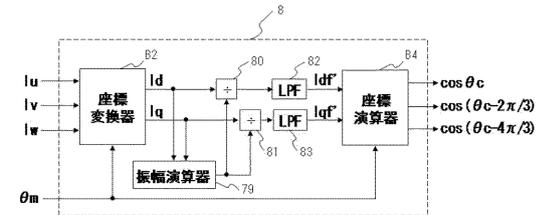
【図6】



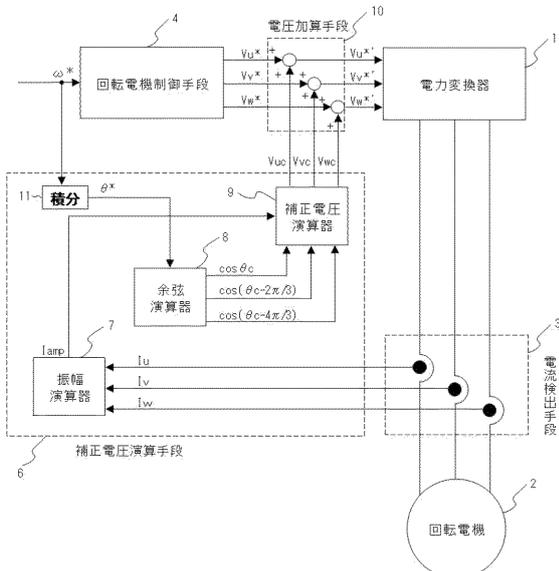
【図7】



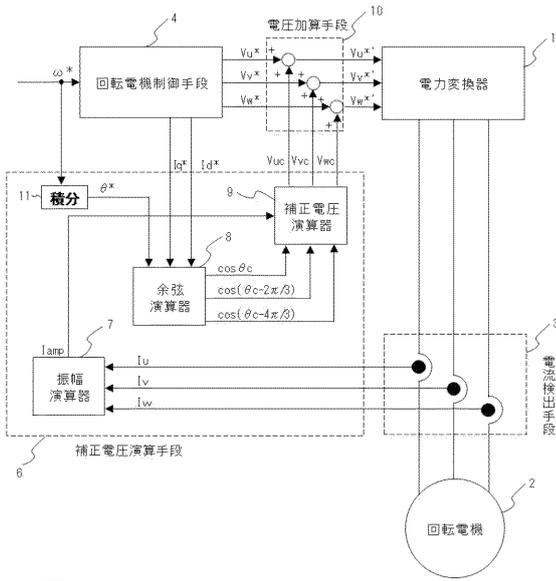
【図10】



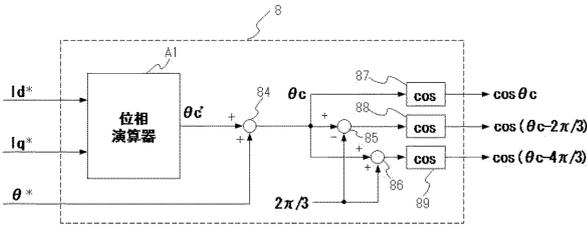
【図11】



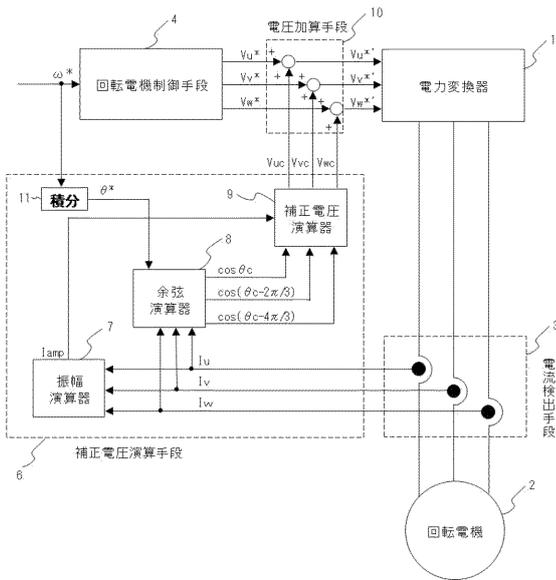
【図 1 2】



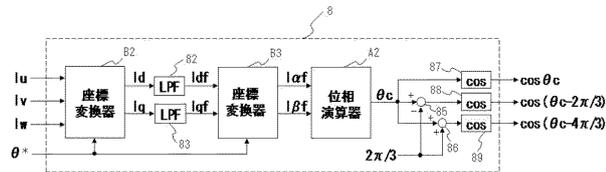
【図 1 3】



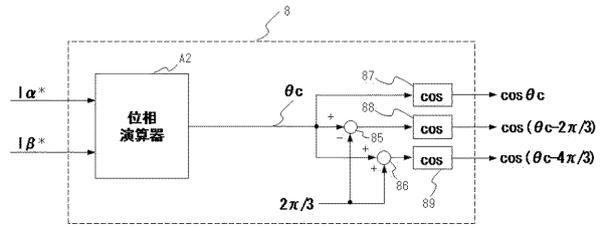
【図 1 6】



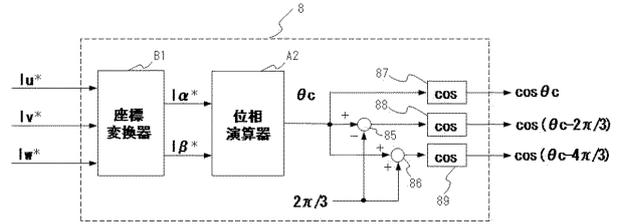
【図 1 7】



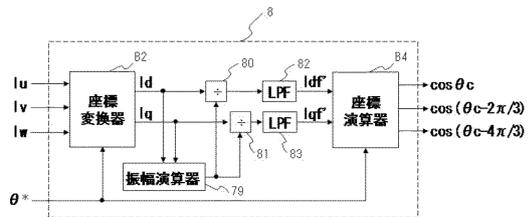
【図 1 4】



【図 1 5】



【図 1 8】



フロントページの続き

(72)発明者 小島 鉄也

東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CC23 DA06 DB02 DC02 DC04

5H505 BB10 DD05 EE41 HB01 JJ22 JJ26 LL22 MM20